

Composition for preparing substances having nano-pores**Patent number:** US6632748**Publication date:** 2003-10-14**Inventor:** LYU YI YEOL (KR); MAH SANG KOOK (KR); YIM JIN HEONG (KR); HWANG IL SUN (KR); NAH EUN JU (KR); YOON KEUN BYOUNG (KR)**Applicant:** SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD (KR)**Classification:****- international:** H01L21/31; H01L21/469**- european:** C08L5/16, H01L21/312B2B, H01L21/316P**Application number:** US20010961449 20010925**Priority number(s):** US20010961449 20010925; KR20010015883 20010327; US20010918432 20010801**Also published as:**

US2003055134 (A1)

Abstract of US6632748

The present invention provides a composition for preparing substances having nano-pores, said composition comprising cyclodextrin derivative, thermo-stable organic or inorganic matrix precursor, and solvent for dissolving said two solid components. There is also provided an interlayer insulating film having evenly distributed nano-pores with a diameter less than 50 , which is required for semiconductor devices.</PTEXT>

Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. ⁷ H04B 7/185	(11) 공개번호 · 특2001-0015883 (43) 공개일자 2001년02월26일		
(21) 출원번호	10-2000-7006749		
(22) 출원일자	2000년06월17일		
번역문제출일자	2000년06월17일		
(86) 국제출원번호	PCT/EP1998/08306	(87) 국제공개번호	WO 1999/33203
(86) 국제출원출원일자	1998년12월17일	(87) 국제공개일자	1999년07월01일
(81) 지정국	AP ARIPO특허 : 케냐 레소토 말라위 수단 스와질랜드 우간다 가나 짐바브웨 감비아 EA 유라시아특허 : 아르메니아 아제르바이잔 벨라루스 키르기즈 카자흐 스탄 몰도바 러시아 타지키스탄 투르크메니스탄 EP 유럽특허 : 오스트리아 벨기에 스위스 리히텐슈타인 독일 덴마크 스페인 프랑스 영국 그리스 아일랜드 이탈리아 룩셈부르크 모나코 네덜란드 포르투갈 스웨덴 핀란드 사이프러스 OA OAPI특허 : 부르키나파소 베냉 중앙아프리카 콩고 코트디부아르 카 메룬 가봉 기네 말리 모리타니 니제르 세네갈 차드 토고 기네비소 국내특허 : 알바니아 아르메니아 오스트리아 오스트레일리아 아제르바 이잔 보스니아-헤르체고비나 바베이도스 불가리아 브라질 벨라루스 캐나다 스위스 리히텐슈타인 중국 쿠바 체코 독일 덴마크 에스토니 아 스페인 핀란드 영국 그루지아 헝가리 이스라엘 아이슬란드 일본 케냐 키르기즈 북한 대한민국 카자흐스탄 세인트루시아 스리랑카 라 이베리아 레소토 리투아니아 룩셈부르크 라트비아 몰도바 마다가스카 르 마케도니아 몽고 말라위 멕시코 노르웨이 뉴질랜드 슬로베니아 슬로바키아 타지키스탄 투르크메니스탄 터키 트리니다드토바고 우크 라이나 우간다 우즈베키스탄 베트남 폴란드 포르투갈 루마니아 러시 아 수단 스웨덴 싱가포르 가나 감비아 인도네시아 시에라리온 유고 슬라비아 짐바브웨 크로아티아 인도 그레나다		
(30) 우선권주장	97122420.9 1997년12월18일 EP(EPO)		
(71) 출원인	소시에떼 유로페네 데스 자텔리테스 에스.이. 룩셈부르크 L-6815 차테오 드 베츠도르프 베트사이데르게르하르트 독일데-54441아일위젠12 하를레스구이 룩셈부르크L-2112호왈드루에두9마이1944480아		
(72) 발명자	최재철, 김기중, 권동용, 서장찬		
(74) 대리인			

심사청구 : 없음

(54) 통신채널의 선형증폭기 동작점 결정 방법 및 장치

요약

통신채널(1)의 비선형증폭기(2) 예를 들어 통신위성의 트랜스폰더의 동작점을 구하기 위해, 비선형동작모드에서 상기 비선형증폭기(2)를 구동하는 전력레벨 (P_{i1})에서 통신채널을 통해 제1 입력신호(i_1)이 전송된다. 또한 상기 제1 입력신호(i_1)과 함께 상기 상기 통신채널(1)을 통해 제2 입력신호(i_2)가 전송되는데, 이 제2 입력신호는 상기 제1 입력신호(i_1)의 레벨 이하의 레벨에서 전송된다. 비선형증폭기의 전입력에 대한 상기 제2 입력신호(i_2)의 분포가 작은 경우, 상기 비선형증폭기의 동작점이 거의 상기 제1 입력신호만으로 결정되므로, 상기 제2 입력신호(i_2)에 대응하는 출력전력(P_2)이 거의 상기 제1 입력신호(i_1)의 입력전력(P_{i1})으로 결정된다. 상기 비선형증폭기(2)의 동작점(I_1 , P_0)은 상기 제2 입력신호(i_2)에 대응하는 상기 통신채널(1)의 출력신호(O_2)에 의해 결정된다.

대표도

도1

색인어

위성통신, 트랜스폰더, 비선형증폭기, 통신채널, 동작점

명세서

기술분야

본 발명은 통신채널의 동작점을 결정하는 방법 및 장치 특히, 로딩상태에 있는 통신위성의 트랜스폰더(transponder)의 동작점을 결정하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

고주파통신채널에 있어서는 최대출력을 얻도록 비선형고전력증폭기가 때로 그 포화점에서 구동되어야 한다. 예를 들어 위성에 있어서, 본 출원으로 발명을 제한하지는 않지만, 지상의 업링크(상공연결)국(uplink station)에서 전송된 신호는 안테나로 수신되어, 주파수로 변환된 다음, 입력 멀티플렉서에서 필터링되고, 구동제한증폭기 및 고전력증폭기에서 증폭되어, 출력 멀티플렉서에서 필터링되고 지상으로 전송된다. 위성 착륙예상지역내의 어디에서도 신호가 충분히 닿을 수 있도록 고전력증폭기는 그 포화점에서 구동되어야만 한다. 즉 출력전력(송출전력) 대 입력전력(인입전력)을 나타내는 비선형 전달곡선의 최대동작점에서 구동되어야하는데, 이를 도 6a에 도시하였다.

상기 구동제한증폭기(driver limiter amplifier; DLA)는 전치증폭기이며, 두 모드중 한 모드에서 동작하도록 설정될 수 있다. 선형모드에서 상기 전치증폭기는 단일 선형증폭기로서 동작하며, 제한모드에서 자동레벨제어(automatic level control; ALC)기능을 수행한다. 상기 DLA는 통상 제한모드에서 동작하여 기후의 영향에 의한 단기간 레벨진동을 보상한다. 제한 모드에 있어서, 상기 DLA는 상기 고전력증폭기(high power amplifier; HPA)에 동일전력을 출력하여 상기 HPA는 영구적으로 포화상태에서 동작한다. DLA가 HPA를 포화상태로 동작하게 하는 경우에도, 상기 업링크지상국에서 수신된 전력이 규정치 이하인 경우, 상기 업링크지상국전력은 하이라벨에 있는 것이 아주 중요하데, 이는 DLA가 업링크국전력을 보상하는 경우, 총 SNR(signal to noise ration)이 감소하고 있기 때문이다. 즉, 상기 총 SNR은 업링크 경로 즉 신호경로의 최초단의 SNR에 의해 주로 구동되기 때문이다.

위성 오퍼레이터의 입장에서 보면, HPA가 항상 포화상태에서 동작하고, 상기 업링크국에서 수신된 신호전력이 위성에서 충분히 높은 레벨에 있다는 것을 인식하는 것이 중요하다. 따라서 상기 위성 오퍼레이터는 위성 트랜스폰더 입력단에서 수신된 전력 자속밀도를 정기적으로 모니터 해야만 한다. 그 목적은 상기 업링크국에서 수신된 비디오신호가 충분히 강하여, 청명한 기후조건하에서 위성의 HPA가 선형모드의 DLA로서 포화상태에서 구동되게 하는데 있다. 이러한 기준은 HPA 전달곡선이 경시변화로 인해 변화는 경우에도 만족해야 한다.

업링크국이 정확히 알려지지 않았으므로(예를 들어, 업링크가 위성 오퍼레이터 자체에 속하는 국에서 실행되지 않는 경우), 상기 고전력증폭기의 동작점은 다운링크전력만을 모니터해서는 구할 수 없다. 한편, 이는 포화점까이에서 입력전력은 수dB로 변화하는 반면, 출력전력은 거의 수십dB로만 변하기 때문이며, 또한 임의 량이 다운링크전력이 측정된 경우, HPA가 포화점 이하 또는 이상에서 동작하는지는 알 수 없는데, 이는 전달곡선이 출력전력에서 명확하지 않기 때문이다.

HPA 입력단에서 총수신 신호전력을 모니터하기 위해서, 많은 위성이 전력모니터시스템을 구비하고 있다. HPA 데이터는 원격계측데이터와 더불어 위성 오퍼레이터에 전달된다. 모든 위성이 전력모니터시스템을 구비할 필요가 없는 것과는 별개로, 이 방법의 결정은 그러한 시스템이 위성에 있는 경우, 상관 데이터가 위성으로부터 오퍼레이터 지상국으로의 임의 량의 원격계측 데이터스트림을 소모한다는 것이다. 상기 데이터스트림은 다른 중요한 데이터용으로 이용될 수 있다. 또한 상기 원격계측 데이터스트림의 비트율은 최대 수 kbit/s를 가진다. 따라서 위성이 전력모니터시스템을 구비한 경우, 여러 이유 때문에 (즉 위성의 고장, 중량 등) 위성에 내장하는 대신에 지상국으로부터 측정을 실행하는 것이 바람직하다.

위성에서 수신된 전력을 측정하는 것 이외에, 위성 오퍼레이터는 HPA를 포화상태로 구동하는데 필요한 전력자속밀도를 측정하기 위해 'In Orbit Test'(IOT)를 정기적으로 실행한다.

제1의 종래 방법이 International Journal of Satellite Communications, Special issue on In-Orbit Testing of Communications Satellites, Volume-13, Number 5, Wiley 1995 or in DE-C-33 33 418에 개시되는데, AM 널링(nulling)을 개시하고 있으며, 이 널링에 따라 업링크에서 진폭변조(AM)신호가 이용되며, 상기 신호는 진폭변조가 완전히 없어질 때까지 전력에서 스위프(sweep)된다. 상기 진폭변조가 없어지는 점이 정확히 포화상태에 있게 된다. HPA의 전달곡선을 결정하는 다른 제2의 종래 방법은 모든 경로 감쇄가 제거되는 클린 반송파(clean carrier)의 송/수신 전력을 측정하는 것인데, 상기 두 IOT 측정방법은 테스트에 있는 트랜스폰더가 동작하지 않는 조건이 필요하다. 즉 페이로드(payload)신호가 테스트시 오프되어야한다.

In Orbit Test 시 페이로드 신호가 오프되면, 통신이 단절되므로, 트랜스폰더의 유저에게 상당한 장애를 초래할 뿐만 아니라, 상기 테스트는 가능한 한 짧은 통신단절을 유지하도록 신속하게 실행되어야 하므로, 위성의 오퍼레이터에게도 지장을 주게된다. 일부에 있어서, 통신채널을 통해 통신을 차단하므로, 위성이 가동에 들어간 후 HPA를 테스트하는데 상기 종래 방법을 이용할 수는 없다.

발명의 상세한 설명

본 발명의 제1 목적은 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 측정하기 위한 방법 및 장치를 제공하는데

있다.

본 발명의 제2 목적은 통신채널을 통해 트래픽을 차단할 필요성을 방지하는 방법 및 장치를 제공하는데 있다.

본 발명의 상기 및 기타 목적은 통신채널을 통해 비선형증폭기의 동작점을 구하는 방법에 의해 달성되는데, 이 방법에 있어서, 상기 통신채널을 통해 제2 신호와 동시에 제1 신호가 전달되며, 상기 비선형증폭기의 동작점이 상기 제2 신호에 대응하는 상기 통신채널의 출력신호에 의해 결정되며, 상기 제1 신호의 입력전력에 의해 상기 비선형증폭기가 비선형모드에서 동작하며, 상기 제2 신호의 입력전력이 상기 제1 신호의 입력전력이하에 있게된다.

바람직하게 상기 제2신호의 레벨은 상기 제1 신호의 레벨 이하의 거의 20dB 또는 그 이상에 있다.

바람직한 실시예에 있어서, 상기 제2 신호는 의사잡음(PN) 변조 클린 반송파이며, 상기 제2 신호에 대응하는 상기 통신채널(1)의 출력신호는 복구 반송파신호이다.

다른 바람직한 실시예에 있어서, 상기 제2 신호는 클린 반송파신호이며, 상기 제2 신호에 대응하는 상기 통신채널의 출력신호는 협대역 필터링 반송파신호이다.

바람직하게, 상기 비선형증폭기의 동작점을 측정하기 위해 상기 제2신호에 대응하는 상기 통신채널의 출력신호와 함께 기준값이 사용되는데, 이 기준값은 상기 비선형증폭기용으로 사전 설정되며, 상기 비선형증폭기의 전달곡선에 대응한다.

본원의 상기 목적 및 기타 목적은 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 구하는 장치에 의해 달성되는데, 이 장치는 상기 통신채널을 통해 전송되는 제1 신호와 동시에 상기 통신채널을 통해 제2 신호를 전송하는 수단 및 상기 제2 신호에 대응하는 상기 통신채널의 출력신호에 의해 상기 비선형증폭기의 동작점을 구하는 수단을 구비하는데, 상기 제1신호의 입력전력에 의해 상기 비선형증폭기가 비선형모드에서 동작하며, 상기 제2 신호의 입력전력이 상기 제1 신호의 입력전력이하에 있게된다.

바람직한 실시예에 있어서, 상기 제2 신호에 대응하는 상기 통신채널의 출력신호에 의해 상기 비선형증폭기의 동작점을 구하는 수단은 상기 비선형증폭기의 동작점을 구하도록 상기 제2신호에 대응하는 통신채널의 출력신호와 함께 사용되는 기준값을 저장하는 수단을 구비한다.

축약하여, 통신채널의 비선형증폭기, 예를 들어 통신채널내의 트랜스폰더의 동작점을 구하기 위해, 비선형동작모드에서 상기 비선형증폭기를 구동하는 전력레벨에서 통신채널을 통해 제1 입력신호가 전송된다. 또한 상기 제1 입력신호와 동시에 상기 통신채널을 통해 제2 입력신호가 전송된다. 상기 제2 입력신호는 상기 제1 입력신호 레벨 이하레벨에서 전송되며, 상기 비선형증폭기의 전체입력에 대한 상기 제2 입력신호의 영역이 작은 경우, 상기 비선형증폭기의 동작점은 거의 상기 제1 입력신호로만 결정된다. 따라서, 상기 제2 신호에 대응하는 상기 출력전력은 거의 상기 제1 신호의 입력전력 만으로 결정된다. 상기 비선형증폭기의 동작점은 상기 제2 신호에 대응하는 상기 통신채널의 출력신호에 의해 결정된다.

상기 및 기타의 목적을 달성하기 위해, 본 발명은 소정레벨의 페이로드신호가 전송되는 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 구하는 방법을 제공하는데, 이 방법은 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 발생하는 단계; 상기 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 가지는 클린 반송파신호 $f(t)$ 를 변조하여 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 발생하는 단계; 상기 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 상기 페이로드신호 레벨 이하의 레벨에서 상기 통신채널을 통해 상기 페이로드신호와 함께 전송하는 단계; 상기 통신채널을 통한 전송이후 상기 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 에 대응하는 수신신호 $s'(t)$ 를 수신하는 단계; 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상기 수신신호 $s'(t)$ 를 상관시켜, 복구반송파신호 $f'(t)$ 를 발생하는 단계; 및 상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 상기 복구반송파신호 $f'(t)$ 에 의거 상기 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 구하는 단계를 포함한다.

바람직하게도, 상기 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 의 레벨은 상기 페이로드신호레벨 훨씬 이하의 대략 20dB 또는 30dB이거나 그 이상에 있다.

본 발명에 따르면, 상기 제1 의사잡음레벨 $PN(t)$ 은 2진 의사잡음시퀀스이며, 이 2진 의사잡음시퀀스는 의사잡음신호시퀀스값을 저장하고 있는 궤환 시프트레지스터 또는 메모리장치에 의해 발생한다.

상기 수신신호 $s'(t)$ 와 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 의 상관은 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 지연시키고, 이 지연된 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상기 수신신호 $s'(t)$ 를 곱함으로써 실행된다.

바람직한 실시예에 있어서, 상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 상기 복구반송파신호 $f'(t)$ 에 의하여 이득이 정해지며, 이 이득은 상기 페이로드신호의 입력전력을 구하는데 이용된다. 상기 이득에서 상기 페이로드신호의 입력전력을 유도하는데 기준값이 이용되며, 이 기준값은 상기 비선형증폭기용으로 사전 설정되며, 상기 페이로드신호의 입력전력을 통해 상기 비선형증폭기의 이득곡선 또는 전달곡선을 나타낸다.

본 발명에 따른 방법은 통신위성의 트랜스폰더가 통신채널이 되는 경우, 양호하게 적용될 수 있다.

본 발명의 상기 목적 및 기타 목적을 달성하기 위해 본 발명은 또한 소정레벨의 페이로드신호가 전송되는 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 구하는 장치를 제공하는데, 이 장치는 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 발생하는 제1 의사잡음신호 발생수단; 상기 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 가지는 클린 반송파신호 $f(t)$ 를 변조하여 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 발생하는 제1 변조수단; 상기 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 상기 페이로드신호 레벨 이하의 레벨에서 상기 통신채널을 통해 상기 페이로드신호와 함께 전송하는 전송수단; 상기 통신채널을 통한 전송이후 상기 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 에 대응하는 수신신호 $s'(t)$ 를 수신하는 수신수단; 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상기 수신신호 $s'(t)$ 를 상관시켜, 복구반송파신호 $f'(t)$ 를 발생하는 수단을 포함한다.

바람직하게도, 상기 PN변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 의 레벨은 상기 페이로드신호레벨 훨씬 이하로 적어도 20dB 또는 30dB이거나 그 이상에 있다.

본 발명에 따르면, 상기 제1 의사잡음신호 발생수단(9)은 의사잡음신호 시퀀스값을 저장하고 있는 궤환

시프트레지스터 또는 메모리장치이다.

요약하여, 통신채널의 비선형증폭기 예를 들어 통신위성의 트랜스폰더의 동작점을 구하기 위해, 클린 반송파신호 $f(t)$ 가 의사잡음신호 $PN(t)$ 로 변조되어 통신채널을 통해 동시 전송되는 페이로드신호레벨 이하의 레벨에서 상기 통신채널을 통해 전송된다. 상기 수신신호 $s'(t)$ 는 같은 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상관되어 복구반송파신호 $f'(t)$ 를 얻는다. 상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 상기 복구반송파신호 $f'(t)$ 의 전력은 그 신호의 이득을 얻는데, 그리고 상기 기준값(보정곡선)에 의거 상기 페이로드신호의 입력전력을 구하는데 이용된다. 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 가 로우레벨에서 전송되므로, 페이로드신호를 오프로 절환하지 않고 측정을 실행할 수 있는데, 상기 페이로드신호의 입력전력은 비선형증폭기의 동작점을 형성한다.

본 발명의 방법 및 장치의 중요한 장점은 물론 측정을 실행하는데 있어서 페이로드신호를 오프로 절환할 필요가 없다는 것이다. 이는 통신채널의 유지 및 검사에 필요한 휴지시간을 상당히 단축시킬 수 있어서 서비스의 활용능력을 개선할 수 있다.

이하 도면을 참조하여 본 발명을 보다 상세히 기술한다.

도면의 간단한 설명

도 1은 비선형증폭기를 구비하는 통신채널의 개략도.

도 2는 비선형증폭기의 전달곡선을 도시한 도면.

도 3은 비선형증폭기의 입력전력대 이득차를 도시하는 도면.

도 4는 통신위성의 트랜스폰더의 개략도.

도 5는 본 발명에 따른 일 실시예의 장치에 대한 개략도.

도 6a 및 6b는 대신호 및 소신호에 대한 비선형증폭기의 전달곡선 및 이득곡선을 도시한 도면.

실시예

본 발명을 보다 일반적인 분야로 기술하기 위해서, 도 1은 통신채널(1)을 구비하는데, 이 통신채널은 그를 통해 전송된 신호를 증폭하기 위한 비선형증폭기(2)를 구비한다. 상기 통신채널(1)의 입력(3)에 전(total)입력신호 I 가 공급되면, 이 신호는 통신채널(1)을 통해 흐르며, 상기 비선형증폭기(2)에 의해 증폭되고, 통신채널(1)의 출력(4)에서 전출력신호 O 로서 출력된다.

비선형증폭기의 일례로서, 진행파관증폭기(traveling wave tube amplifier: TWT)의 전달곡선 A 를 도시하는 도 2에서 볼 수 있는 바와 같이, 전입력신호 I 의 입력전력 P_i 이 비선형증폭기 전달곡선의 비선형영역(a)에서 이 비선형증폭기가 동작할 수 있도록 충분히 하이레벨에 있는 경우, 비선형동작모드가 이루어 지는데, 이는 몇 가지 경우에 있어, 비선형증폭기(2)를 도 2에 S 로 도시한 바와 같이, 그 포화영역에서 구동하여 최대 출력전력을 얻기 위함이다. 상기 전달곡선의 비선형영역(b)에서와 같이, 상기 비선형증폭기의 포화영역(a)내의 동작점은 입력전력 I 의 특정입력전력 P_i 와 통신채널의 출력신호 O 의 대응출력전력 P_o 로 정의된다. 포화시, 입력신호는 출력전력 P_{os} 에 대응하는 입력전력 P_{is} 를 나타낸다.

본 발명에 따르면, 제1 입력신호 I_1 는 상기 비선형증폭기(2)을 비선형증폭모드에서 구동하는 전력레벨 P_{i1} 에서 상기 통신채널(1)을 통해 전송된다. 또한 제2 입력신호 I_2 는 상기 제1 입력신호 I_1 과 함께 상기 통신채널(1)을 통해 전송된다. 상기 제2 입력신호 I_2 는 상기 제1 입력신호 I_1 레벨 이하의 레벨에서 전송된다. 환언하면, 상기 제2 입력신호 I_2 의 입력전력 P_{i2} 는 상기 제1 입력신호 I_1 의 입력전력 P_{i1} 이하이다. 상기 비선형증폭기의 전입력에 대한 상기 제2 입력신호 I_2 의 분포가 작은 경우, 상기 비선형증폭기의 동작점은 거의 상기 제1 입력신호만으로 결정된다. 따라서, 상기 제2 신호 I_2 에 대응하는 출력전력 P_{o2} 는 거의 상기 제1신호 I_1 의 입력전력 P_{i1} 에 의해 정해진다. 그러므로, 상기 제1 신호 입력전력의 임의의 변동에 의해 상기 제2 신호의 출력전력의 변동이 일어난다. 이러한 결과를 이루기 위해서는, 상기 제2 입력신호는 상기 제1 입력신호 훨씬 이하로, 적용에 따라 약 15 내지 30dB 또는 그 이상에 있어야 한다. 이는 도 2의 선형영역(b)로 도시되는데, 이 영역은 대입력신호의 입력전력 대 소 입력신호의 출력전력을 나타내는 전달곡선 B 를 도시한다.

도 2에 도시한 바와 같이, 비선형영역(a)에 있어서, 상기 제2 입력신호의 전달곡선 B 는 상기 제1 입력신호의 전달곡선 보다 훨씬 빠르게 하강하여, 상기 제2 입력신호 I_2 에 대응하는 출력신호 O 의 부분 O_2 가 가도 1에 도시한 바와 같이, 상기 제1 입력신호 I_1 에 대응하는 출력신호 O 의 부분 O_1 에서 분리될 수 있는 한 상기 제1 입력신호의 입력전력의 변동에 의한 상기 제2 입력신호의 출력전력의 임의의 변동이 훨씬 빠르게 측정될 수 있다.

출력신호 O 내의 제1 및 제2 입력신호 I_1 및 I_2 의 분포 O_1 및 O_2 의 분리는 각기 다른 방식으로 이루어진다. 예를 들어 상기 제1 입력신호 I_1 이 FM 또는 QPSK 신호인 경우, 상기 제2 입력신호 I_2 는 이하 상세히 기술되는 바와 같이, 의사잡음변조 클린 반송파신호가 된다. 상기 제2 입력신호 I_2 를 생성하는데 이용되는 의사잡음신호와 상기 출력신호를 상관시킴으로써, 상기 반송파신호가 복구될 수 있다. 상기 복구된 반송파신호는 상기 제2 입력신호 I_2 에 대응하는 출력신호 O_2 를 나타낸다. 또한 상기 제2 입력신호는 상기 제1 입력신호에 의해 제2 입력신호의 열화를 방지하는 주파수를 가지는 예를 들어 상기 제1 입력신호의 주파수대역 외측의 주파수를 가지는 클린 반송파신호가 될 수 있다. 상기 제2 입력신호의 주파수에서 상기 출력신호 O 를 협대역 필터링함으로써, 상기 전출력신호 O 내의 제2 입력신호 I_2 의 부분 O_2 가 결정될 수 있

다.

본 발명에 따르면, 비선형증폭기의 동작점은 다른 방식으로 결정될 수 있다. 상기 제1 및 제2 입력신호의 인입출력이 공지의 경우, 이 출력에 대응하는 출력전력이 측정될 수 있으며, 전달곡선 또는 이득곡선은 예를 들어 도 6b에 도시한 바와 같이 얻어진다. 상기 전달곡선 또는 이득곡선을 알고 있으면, 비선형 동작모드에서 상기 비선형증폭기를 구동하는 제1 입력신호의 입력전력은 통신채널을 통해 공지의 입력전력을 가지는 제2 입력신호를 전송하고, 상기 제2 입력신호에 대응하는 출력전력을 측정함으로써 구할 수 있다.

비선형모드에 있어서, 상기 제1 입력신호의 출력전력으로부터 상기 제1 신호의 입력전력을 구하는 것은 특히 비선형증폭기가 포화상태에서 동작하는 경우, 어렵게되는데, 이는 입력전력의 비교적 큰 변동에도, 제1 입력신호의 출력전력에는 작은 변동만이 일어나기 때문이다. 또한 도 2에서 볼 수 있는 바와 같이, 상기 포화점 S주위의 비선형영역에는 모호성(ambiguity)이 존재하여, 임의 레벨의 출력전력이 그에 대응하는 입력전력의 두 배의 레벨로 측정되는 경우 입력전력이 명확하게 측정될 수 없다.

그러나, 본 발명에 따르면, 상기 제1 신호의 입력전력과 상기 비선형증폭기의 동작점은 상기 제2 입력신호의 입력전력과 상기 전달곡선 또는 이득곡선(또는 대입력신호와 소입력신호간의 전술한 관계의 다른 표현)에 의해 결정될 수 있는데, 이때 상기 제2 입력신호는 전술한 바와 같이, 상기 제1 입력신호에 비해 소신호이다. 예를 들어, 도 2에 도시한 바와 같이, 상기 제2 신호의 출력전력이 P_{02a} 로 측정된 경우, 상기 제2 신호 i_2 의 전달곡선 B에 의해 제1 신호의 출력전력을 측정하지 않고, 상기 제1 신호 i_1 의 입력전력을 P_{11a} 로 구할 수 있다.

시간이 오래되면, 상기 비선형증폭기의 전달곡선 및 이득곡선은 경시변화에 의해 변하게된다. 본 발명에 따르면, 이러한 전달곡선의 변화는 제1 및 제2 입력신호 i_1 및 i_2 에 의거 상기 비선형증폭기의 동작점을 구함으로써 검출될 수 있는데, 상기 신호의 각각의 입력전력 P_{11} 및 P_{12} 는 알려져 있다. 상기 제1 및 제2 입력신호 i_1 및 i_2 에 대응하는 각각의 출력전력 P_{01} 및 P_{02} 를 측정함으로써, 동작점이 측정될 수 있으며, 전달곡선(또는 그 임의의 다른 표현)을 기준으로 구동된 동작점과 비교된다.

본 발명의 이러한 특징을 보다 상세히 설명하기 위해, 상기 제1 신호의 입력전력을 통해 얻어진 상기 제1 신호와 제2 신호간의 이득차 즉 이득_a - 이득_s를 나타내는 도 3을 참조한다. 동작점(P_{11a} , P_{02a})이 전술한 바와 같이 사전설정 곡선 C상에 있지 않은 경우, 상기 비선형증폭기의 경시변화가 이 곡선의 이동을 일으켜 곡선이 C'로 이동한다. 도 2에는 도시치 않았지만, 상기 비선형증폭기의 전달곡선에는 유사한 이동을 볼 수 있다.

본 발명은 이 출원으로 제한하지 않고, 본 발명의 보다 구체적인 실시예를 기술하기 위해, 도 4는 통신 채널에 대한 일례로서 통신위성의 트랜스폰더의 부품을 도시하고 있다.

통신채널의 트랜스폰더는 업링크 지상국(도시 않음)으로부터 전송된 신호(제1 입력신호)를 수신하는 수신안테나(11)를 구비하며, 이 안테나(11)의 출력신호는 주파수변환기(12)에서의 주파수변환이후 입력디멀티플렉서(IMUX; 13)에 공급된다. 상기 입력디멀티플렉서(13)는 상기 안테나로부터의 신호에 포함된 각각의 신호를 분리하는 각각의 제1 필터(14-1 내지 14-n)를 구비한다. 통상적으로, 상기 안테나(11)로부터 수신된 다른 신호에서 분리되는 각각의 신호마다 하나의 필터가 구비되며 이 하나의 필터는 한 통신채널에 대응한다. 상기 입력디멀티플렉서(13)의 n 출력신호는 대응하는 수의 구동제한증폭기(15a-1 내지 15a-n) 그리고 고전력증폭기(15b-1 내지 15b-n)에 공급된다. 각각의 고전력증폭기에 있어서, 상기 진행파관(TWT)이 상기 입력디멀티플렉서(13)의 출력신호를 증폭하는데 이용된다. 상기 고전력증폭기(15b-1 내지 15b-n)는 각기 도 6a 및 6b 도시의 곡선 A로 표시된 전달곡선 및 이득곡선을 가지는 비선형증폭기이다. 선형모드로 설정되지 않으면, 상기 구동제한증폭기(15a-1 내지 15a-n)는 각각의 고전력증폭기(15b-1 내지 15b-n)에 공급이전에 상기 입력디멀티플렉서(13)에서 수신된 입력신호를 제한하거나 증폭하지 않는다. 상기 증폭기 출력신호는 제2 필터(16-1 내지 16-n)를 통과하며, 이 필터는 n 증폭기출력신호를 합성하는 출력멀티플렉서(OMUX')의 일부이다. 상기 출력멀티플렉서(17)의 출력신호는 지상의 소정의 영역으로 전송되도록 송신안테나(18)에 입력된다.

상기 고전력증폭기(15b-1 내지 15b-n) 각각의 동작점은 업링크지상국으로부터 전송된 페이로드신호(제1 입력신호)에 따르며, 이 신호에 의해 상기 증폭기가 포화상태에서 동작하여 최대전력출력을 얻을 수 있다. 소정의 제한내에서, 상기 구동제한증폭기(15a-1 내지 15a-n)는 각각의 상기 고전력증폭기가 그 포화상태에서 동작하도록 설정될 수 있다. 이하 기술하는 바와 같이 측정을 위해 상기 구동제한증폭기는 선형동작으로 설정된다.

본 발명에 따르면, 도 5에 도시한 지상국(10)에서, 의사잡음신호 PN(t)가 의사잡음신호발생기(19) 예를 들어, 의사잡음신호값의 시퀀스가 저장된 케한시프트레지스터 또는 메모리장치에 의해 발생되며, 이 의사잡음신호 PN(t)는 제로 지연에서 아주 예리한 자기상관(autocorrelation)함수를 가진다. 이에 의해 국부적으로 발생한 의사잡음신호 PN(t)와 전파시간으로 지연된 수신시간사이의 시간지연을 측정할 수 있다. 클린 반송파신호 f(t)는 제1 곱셈기(20)에 의해 상기 의사잡음신호 PN(t)로 변조되어 PN변조 클린 반송파신호 s(t) = PN(t) × f(t)를 형성한다. 상기 PN 변조클린반송파신호 s(t)(제2입력신호)는 상향변환기(21)에 공급되며, 고전력증폭기(22)를 통해 안테나(23)에 공급되는데, 이 안테나(23)는 테스트시의 통신위성의 트랜스폰더에 PN 변조클린반송파신호 s(t)를 전송한다. 그러나 위성에 페이로드신호를 전송하는 유저의 관점에서 볼때, 상기 트랜스폰더는 테스트중 사용할 수 있는 상태로 유지되며, 연속적으로 페이로드신호를 공급받을 수 있다.

본 발명에 따르면, 전송된 PN 변조 클린반송파신호 s(t)는 예를 들어 20 내지 30dB 또는 그 이상으로 상기 페이로드신호 레벨 이하에 있어서, 상기 페이로드 신호가 현저히 열화되지 않는다. 이 때문에, 상기 PN 변조 클린 반송파신호 s(t)가 전송될 수 있는 반면, 상기 통신채널은 동일 또는 다른 지상국으로부터 전송된 위성의 트랜스폰더에 전송된 페이로드신호를 사용할 수 있다.

상기 실시예에 있어서, 안테나(23)는 또한 위성으로부터 트랜스폰더에 의해 재전송된 신호, 다시 말해 통신채널을 통해 진행되는 신호를 수신하도록 이용된다. 안테나(23)의 출력신호는 하향변환기(24)를 통과하여 수신신호 $s'(t)$ 를 얻을 수 있는데, 이 신호는 동일하지만 지연된 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 수신하는 제2 곱셈기(25)에 공급된다. 상기 제2 곱셈기(25)의 출력이 최대되도록 설정된 지연수단(26)에 의해 지연이 발생함으로써, 수신신호 $s'(t)$ 가 승산된다. 환언하면, 이 신호는 동일한 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상관되는데, 상기 잡음신호는 PN 변조 클린 반송파신호를 생성하는데 이용되며, 또한 상기 지연에 의해 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 비교할 때 지연되고 감쇄된 복구반송파신호 $f'(t)$ 가 얻어진다. 자유공간 손실이 상기 위성과 상기 지상국사이의 거리에 따라 실질적으로 변하지 않으므로, 경로감쇄는 일정하다. 대기 감쇄를 라디오미터로 측정할 수 있으므로, 대응 주파수에서의 지상국안테나의 이득 뿐만 아니라, 상기 대기감쇄도 고려할 수 있다. 따라서 클린 반송파주파수 $f(t)$ 의 입력전력과 복구반송파신호 $f'(t)$ 의 출력전력이 측정될 수 있어 반송파 신호의 이득을 측정할 수 있다. 상기 페이로드신호의 입력전력은 상기 이득 및 기준값 또는 보정곡선에 의거 구해지는데, 상기 보정곡선은 6a 및 6b에 도시되며, 이하 상세히 설명한다.

예를 들어 도 6b에 도시된 바와 같이, 수신신호의 이득은 -4dB로 그리고 대신호의 이득은 -1dB로 측정된다. 여기서, 상기 측정은 출력전력 측정과 비교할 때 상당히 효과적이며, 대신호의 출력전력이 0dB 내지 -1dB로 변하는 입력전력에 대해 0.05dB 이하로 변하며, 수신신호의 이득은 거의 2dB로 변한다.

도 6a에, 진행파관증폭기(TWTA)를 통하는 대신호(A)와 3개의 수신신호(B_1 , B_2 , B_3)에 대한 전달곡선이 도시된다. 간략화를 위해, 이 값은 상기 증폭기의 포화점쪽에 도시되는데, 이는 도 6a에 있어서, 0dB 입력전력이 0dB 출력전력에 대응하며, 상기 3개의 수신신호(B_1 , B_2 , B_3)는 상기 대신호 이하로 각기 20dB, 30dB 및 40dB 이다. 도 6b에 있어서, 대신호(A) 및 3개의 수신신호(B_1 , B_2 , B_3)에 대한 이득곡선이 도시된다. 또한, 이 값은 상기 증폭기의 포화점쪽에 도시되며, 도 6b에 있어서, 0dB 입력전력은 0dB 이득에 해당한다. 수신신호의 이득이 대신호의 입력전력차에 따르지 않고 대신호의 입력전력에만 따르는 경우, 이들 수신신호의 이득곡선은 완전히 중첩된다. 도 6a 및 도 6b에 도시한 바와 같이, 상기 전달곡선 및 이득곡선은 이후에 각각의 증폭기의 동작점을 결정하도록 위성내의 각각의 증폭기에 대한 보정곡선으로 얻어진다. 바람직하게, 상기 보정곡선은 상기 비선형증폭기의 동작점을 구하는데 이용되는 적합한 저장수단에 저장된 기준값의 형태로 기록된다.

상기 보정곡선을 측정하기 위해, 대신호 및 수신신호가 발생되는데, 수신신호는 상기 대신호 이하로 예를 들어, 20dB, 30dB 및 40dB 이다. 상기 대신호 및 수신신호는 클린 반송파이거나, 상기 대신호는 FM 또는 QPSK 변조신호로되어 가능한 한 실제 동작조건에 가깝게 되며, 상기 수신신호는 의사잡음변조 클린 반송파 수신신호이다. 이들 두 신호 즉 대신호와 수신신호는 합성되어 트랜스폰더에 전달된다. 안테나(11)에 의해 수신된 전압신호는 상기 고전력증폭기(TWTA)의 입력에 공급되며, 상기 합성신호는 전력적으로 스위프되어, 상기 입력에서의 상기 대신호와 수신신호간의 레벨차가 항상 동일로 유지된다. 그러나, 이와는 달리, 상기 수신신호의 전력은 상기 수신신호가 상기 비선형증폭기의 동작점에 실질적으로 영향을 미치지 않는 경우, 일정으로 유지된다. 상기 고전력증폭기(TWTA)의 출력신호는 출력디멀티플렉서(17)를 통해 안테나(18)에 공급되며, 이를 입력신호에 대응하는 출력레벨이 각각 측정된다.

도 6a 도시의 보정곡선에 있어서, 상기 대신호의 출력전력(이 신호는 수신신호가 무시할 만한 분포를 가질 때 전출력전력과 거의 같음)은 대신호 입력전력의 함수로서 주어진다. 상기 수신신호의 출력전력은 대신호의 입력전력의 함수로서 주어진다. 도 6b에 있어서, 상기 대신호의 이득과 상기 수신신호의 이득은 상기 대신호의 입력전력의 함수로서 주어진다.

도 5에 도시한 지상국에 있어서, 상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 상기 복구반송파신호 $f'(t)$ 를 수신하여 이득을 구하는 수단(27)이 제공되며, 또한 기준값 및 상기 이득으로부터 상기 페이로드신호의 입력전력을 유도하는 수단(28)이 구비되는데, 상기 이득을 구하는 수단(27)의 출력이 상기 페이로드신호의 입력전력을 유도하는 수단(28)에 공급된다. 상기 기준값은 그 값을 저장하는 수단(29)으로부터 공급된다. 상기 기준값은 비선형증폭기용으로 사전설정되며, 도 6a 및 도 6b와 관련하여 기술한 바와 같이, 상기 페이로드신호의 입력전력을 통해 상기 비선형증폭기의 이득곡선 또는 전달곡선을 나타낸다.

위에서는 의사잡음신호만을 기술했는데, 이는 이 신호가 비교적 용이하게 생성되기 때문이다. 그러나, 본 발명의 방법 및 장치에 진잡음(true noise)신호가 이용될 수 있다. 상기 진잡음신호 그리고 의사잡음신호의 특성은 당업자에게는 자명하며, 예를 들어, Bernard Sklar, 'Digital Communications-Fundamentals and Applications', Prentice Hall, 1988에 개시되어 있다.

산업상이용가능성

본 발명은 위성통신분야에 적용, 실시할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

페이로드신호가 소정의 레벨로 전송되는 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 결정하는 방법에 있어서:

제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 발생하는 단계;

클린 반송파신호 $f(t)$ 를 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 로 변조하여 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 발생하는 단계;

상기 페이로드신호의 레벨이하의 레벨에서 상기 통신채널을 통해 상기 페이로드신호와 동시에 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 전송하는 단계;

상기 통신채널을 통해 진행한후 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 에 대응하는 수신신호 $s'(t)$ 를 수신

하는 단계;

상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상기 수신신호 $s'(t)$ 를 상관시켜 복구반송파신호 $f'(t)$ 를 발생하는 단계; 및

상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 상기 복구반송파신호 $f'(t)$ 에 의거 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 구하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 의 레벨은 대략 상기 페이로드신호의 레벨 이하로 20dB 또는 그 이상인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 3

제2항에 있어서, 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 의 레벨은 대략 상기 페이로드신호의 레벨 이하로 30dB 또는 그 이상인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 4

제1항 내지 제3항중 어느 한 항에 있어서, 상기 의사잡음신호 $PN(t)$ 는 2진 의사잡음시퀀스인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 5

제4항에 있어서, 상기 2진 의사잡음시퀀스는 의사잡음신호값의 시퀀스가 저장된 휘발성메모리장치 또는 메모리장치에 의해 발생하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 6

제1항 내지 제5항중 어느 한 항에 있어서, 상기 수신신호 $s'(t)$ 와 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 의 상관값이 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 지연시키고, 상기 지연된 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상기 수신신호 $s'(t)$ 를 승산함으로써 구해지는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 7

제1항 내지 제6항중 어느 한 항에 있어서, 상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 에 의해 이득이 구해지며, 상기 복구반송파신호 $f'(t)$ 와 상기 이득이 상기 페이로드신호의 입력전력을 구하는데 이용되는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 8

제7항에 있어서, 상기 이득으로부터 상기 페이로드신호의 입력전력을 유도하는데 기준값이 이용되는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 9

제8항에 있어서, 상기 기준값은 상기 비선형증폭기용으로 사전설정되며, 상기 페이로드신호의 입력전력을 통해 상기 비선형증폭기의 이득곡선 또는 전달곡선을 나타내는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 10

제1항 내지 제9항중 어느 한 항에 있어서, 상기 통신채널은 통신위성의 트랜스폰더인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정방법.

청구항 11

페이로드신호가 소정의 레벨로 전송되는 통신채널의 비선형증폭기의 동작점을 결정하는 장치에 있어서: 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 발생하는 제1 의사잡음신호 발생수단(19);

클린 반송파신호 $f(t)$ 를 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 로 변조하여 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 발생하는 제1 변조수단(20);

상기 페이로드신호의 레벨이하의 레벨에서 상기 통신채널을 통해 상기 페이로드신호와 동시에 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 를 전송하는 전송수단(21,22,23);

상기 통신채널을 통해 진행한후 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 에 대응하는 수신신호 $s'(t)$ 를 수신하는 수신수단(23,24); 및

상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 와 상기 수신신호 $s'(t)$ 를 상관시켜 복구반송파신호 $f'(t)$ 를 발생하는 제1 상관수단(25, 26)을 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 12

제11항에 있어서, 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 의 레벨은 대략 상기 페이로드신호의 레벨 이하로 20dB 또는 그 이상인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 13

제12항에 있어서, 상기 PN 변조 클린 반송파신호 $s(t)$ 의 레벨은 대략 상기 페이로드신호의 레벨

이하로 30dB 또는 그 이상인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 14

제11항 내지 제13항중 어느 한 항에 있어서, 상기 제1 의사잡음신호 발생수단(19)은 의사잡음신호값의 시퀀스가 저장된 휘발성프로그래머블 메모리장치인 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 15

제11항 내지 제14항중 어느 한 항에 있어서, 상기 제1 의사잡음신호 $PN(t)$ 를 지연시키는 제1 지연수단(26)을 추가로 구비하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 16

제11항 내지 제15항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 클린 반송파신호 $f(t)$ 와 상기 복귀반송파신호 $f'(t)$ 에 의거 이득을 구하는 수단(27)을 추가로 구비하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 17

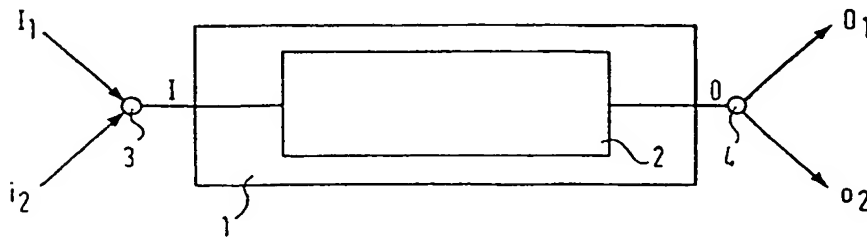
제16항에 있어서, 기준값 및 이득으로부터 상기 페이로드신호의 입력전력을 유도하는 수단(28)을 추가로 구비하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

청구항 18

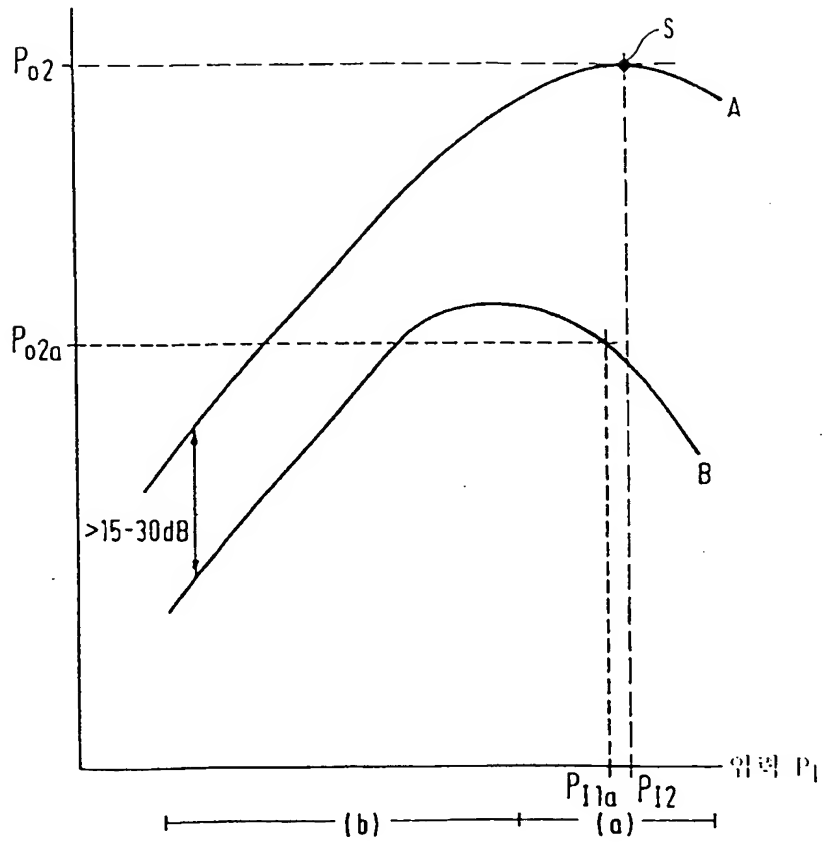
제17항에 있어서, 상기 비선형증폭기용으로 사전설정되며, 상기 페이로드신호의 입력전력을 통해 상기 비선형증폭기의 이득곡선 또는 전달곡선을 나타내는 상기 기준값을 저장하는 수단(29)을 추가로 구비하는 것을 특징으로 하는 비선형증폭기의 동작점 결정장치.

도면

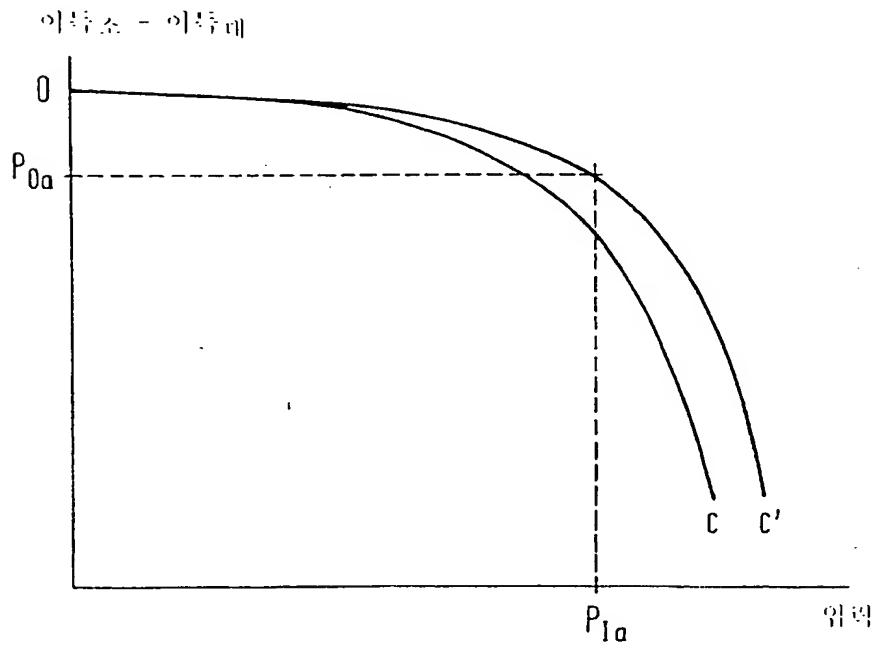
도면1



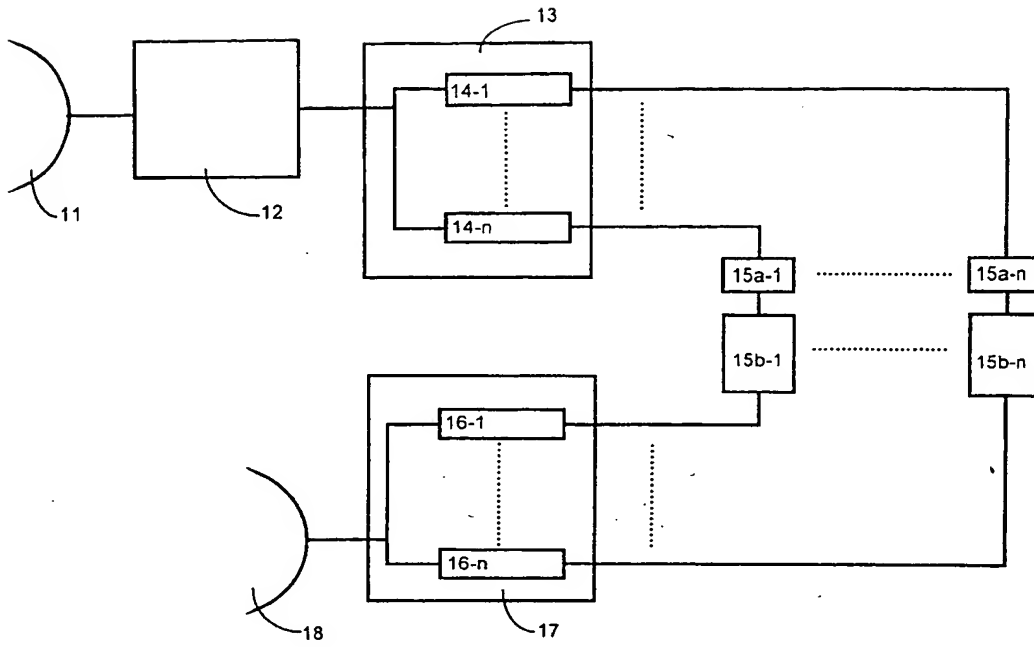
도면2



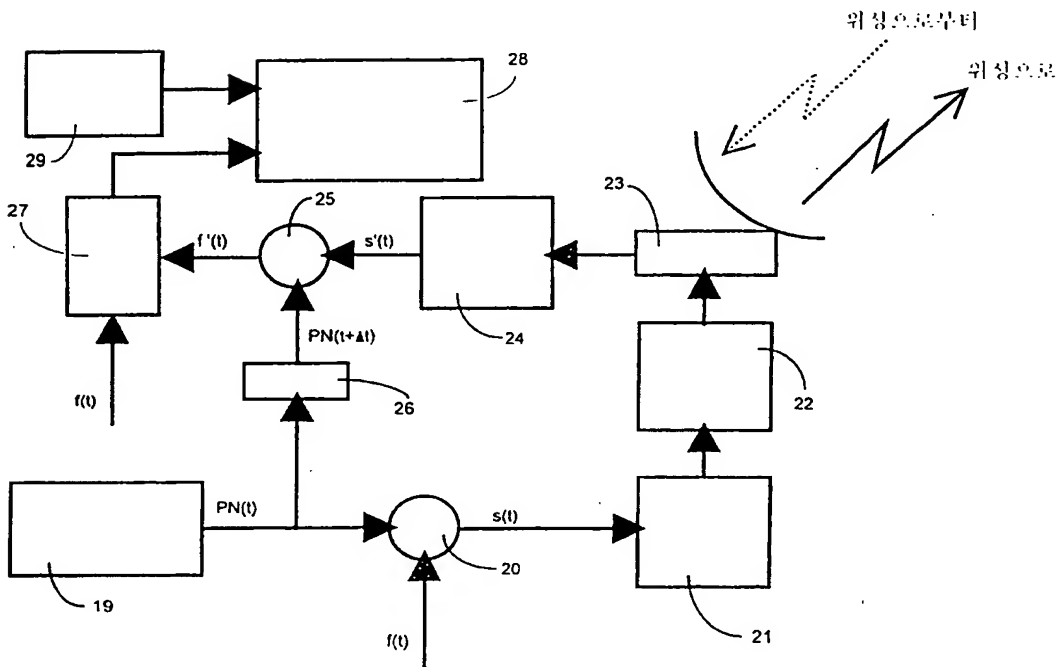
도면3



도면4



도면5



도면6

